

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Návrh úpravy budících obvodů a náhrady budícího měniče
trakčních DC motorů lokomotivy**

**Design modifications of excitation circuits and
replacement of the excitation converter of locomotive
traction DC motors**

2012

Luděk Štěrbá

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání bakalářské práce

Student:

Luděk Štěrbá

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2602R014 Aplikovaná a komerční elektronika

Téma:

Návrh úpravy budicích obvodů a náhrady budicího měniče trakčních DC motorů lokomotivy

Design modifications of excitation circuits and replacement of the excitation converter of locomotive traction DC motors

Zásady pro vypracování:

1. Rozbor možností řešení budicích obvodů DC motorů lokomotivy
2. Popis stávajícího stavu
3. Návrh silové části měniče v budicím obvodu motoru lokomotivy
4. Zhodnocení – srovnání vlastností stávajícího a navrhovaného řešení

Seznam doporučené odborné literatury:


Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012


doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: 4.května 2012



podpis autora

Poděkování

Děkuji panu docentu Neborákovi za trpělivost a cenné rady při kontrole této bakalářské práce.

V Ostravě dne: 4. května 2012



podpis autora

Abstrakt

V práci je popsáno základní rozdělení budících obvodů používaných v elektrické trakci a jsou zde uvedeny příklady použitých regulačních obvodů, včetně jejich regulačních možností. Dále je popsán hrubý algoritmus návrhu měniče, včetně návrhu napájecího filtru, dimenzování hodnot spínacích prvků a v neposlední řadě je proveden návrh chlazení polovodičových spínačů, včetně podrobných výpočtů na základě odvozených vzorců. Práce se také zabývá porovnáním původního a navrhovaného řešení v kontextu s potřebami vybavenosti lokomotiv.

Abstract

The work describes the basic distribution of excitation circuits used in electric traction, and there are examples of control systems used, including their regulatory options. It is also described rough algorithm design converters, including draft power filter design values of switching elements and last but not least, the design of a cooling of semiconductor switches, including detailed calculations based on the derived formulas. The paper also presents a comparison of original and proposed solutions in the context of the needs of the equipment of locomotives.

Klíčová slova

budicí měnič, trakční motor, měnič, regulace stejnosměrných trakčních motorů

Keywords

excitation inverter, traction motor, inverter, DC traction motor control

Seznam použitých symbolů a zkratek

$C_F [F]$	Kapacita filtračního kondenzátoru
$E_{on} [J]$	Energie spínacích ztrát (při zapnutí)
$E_{off} [J]$	Energie spínacích ztrát (při vypnutí)
$E_{rec} [J]$	Energie závěrného zotavení
$I_C [A]$	Proud kolektoru
$I_d [A]$	Proud do zátěže (měniče)
$I_F [A]$	Proud diodou v propustném směru
$I_v [A]$	Proud spínacím prvkem
$M_m [Nm]$	Kroutivý moment
$P [W]$	Výkon
$P_{fw} [W]$	Ztráty vedením proudu
$P_{sw} [W]$	Ztráty spínací
$P_{tot} [W]$	Ztráty celkové
$Q_{CF} [C]$	Náboj filtračního kondenzátoru
$R_{thc-h} [K/W]$	Tepelný odpor mezi pouzdem modulu a chladičem
$R_{thh-a} [K/W]$	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím
$R_{thj-c} [K/W]$	Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdem modulu
$R_v [\Omega]$	Diferenciální odpor
$T [s]$	Doba periody
$T_1 [s]$	Doba temene impulzu
$T_2 [s]$	Doba mezery mezi impulzy
$T_{c-h} [K]$	Rozdíl teploty mezi chladičem a pouzdem modulu
$T_{j-c} [K]$	Rozdíl teploty mezi polovodičovým přechodem a pouzdem modulu
$T_{op} [K]$	Pracovní teplota polovodičového přechodu
$T_{vj} [K]$	Maximální teplota přechodu
$U [V]$	Napětí
$U_a [V]$	Napětí na kotvě
$U_b [V]$	Napětí budícího vinutí
$U_C [V]$	Napětí na filtrační kapacitě
$U_{CE} [V]$	Napětí kolektor-emitor
$U_d [V]$	Napětí na zátěži (měniče)
$U_i [V]$	Napětí indukované
$U_{TO} [V]$	Prahové napětí polovodičového prvku
$U_v [V]$	Napětí spínacím prvkem
$i_d [A]$	Okamžitá hodnota proudu zátěží (měniče)
$i_v [A]$	Okamžitá hodnota proudu
$p_{fw} [W]$	Okamžitý ztrátový výkon vedením proudu
$t [s]$	Čas
$u_{cf} [V]$	Okamžité napětí filtrační kapacity
$u_{CE} [V]$	Okamžité napětí kolektor-emitor
z	Zatěžovatel [0 - 1]
Δ	(delta) – vyjadřuje časovou změnu hodnoty
$\phi [Wb]$	Magnetický indukční tok
$\omega [rad/s]$	úhlový kmitočet

OBSAH

1. Úvod.....	1
2. Rozbor možností řešení budících obvodů DC motorů lokomotiv.....	2
2.1. Stejnoseměrný motor se sériovým buzením.....	2
2.2. Stejnoseměrný motor s cizím buzením.....	4
2.3. Konstrukce reálných trakčních motorů.....	6
3. Popis stávajícího stavu.....	8
3.1. Popis funkce trakčního obvodu.....	9
3.2. Popis funkce kotevního měniče.....	9
3.3. Popis funkce budícího měniče.....	12
4. Návrh silové části měniče v budícím obvodu motorů lokomotivy.....	13
4.1. Parametry měniče.....	13
4.2. Parametry budícího vynutí trakčního motoru.....	13
4.3. Zapojení čtyřkvadrantového měniče.....	13
4.4. Funkce navrhovaného měniče.....	14
4.5. Volba spínacího kmitočtu.....	15
4.6. Výběr spínacích prvků.....	16
4.7. Návrh vstupní filtrační kapacity měniče.....	17
4.8. Výpočet chlazení spínacích prvků.....	18
4.8.1. Ztráty propustným proudem.....	19
4.8.2. Spínací ztráty.....	21
4.8.3. Výpočet potřebného chlazení modulu.....	24
5. Zhodnocení – srovnání vlastností stávajícího a navrhovaného řešení.....	27
6. Závěr.....	29
7. Seznam použité literatury.....	30
8. Přílohy – I – Schéma trakčního obvodu lokomotivy 362/363.....	31
II- Schéma vn. vstupních obvodů lokomotivy 362/363.....	32

1. Úvod

Tato práce má nastínit základní principy návrhu snižujícího měniče napětí a tuto zavést do souvislosti s využitím v drážních vozidlech.

V jednotlivých kapitolách popisují chování a základní konstrukci trakčních motorů a zejména aspekty problematiky řešení jejich regulace ať již na straně buzení, tak na straně regulace kotevních proudů. Jsou zde stručně popsány možnosti jejich napájení a možnosti regulace jak momentu, tak otáček. V hlavní části je metodicky popsán postup návrhu hlavních veličin měniče jakým je stanovení výkonu, spínacího kmitočtu, napájecího filtru, výběr vhodného typu spínacích součástek a v neposlední řadě návrh a výpočet potřebného chladiče.

V této práci nechybí také srovnání stávajícího a nového řešení budících obvodů trakčních motorů v kontextu problematiky použití na drážních vozidlech v souvislosti s možností započitatelnosti elektrodynamické brzdy do výměry brzdových vah lokomotivy.

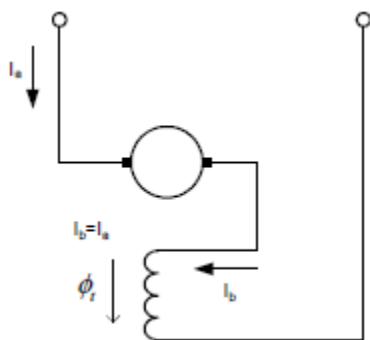
2. Rozbor možností řešení budících obvodů DC motorů lokomotivy

V elektrické trakci se nejčastěji vyskytují dva typy DC motorů, co do zapojení budících obvodů:

1. Stejnosměrný motor se sériovým buzením
2. Stejnosměrný motor s cizím buzením

Jiné druhy buzení sice nejsou vyloučeny, ale jejich mechanický charakter neodpovídá potřebám elektrické trakce.

2.1. - Stejnosměrný motor se sériovým buzením:

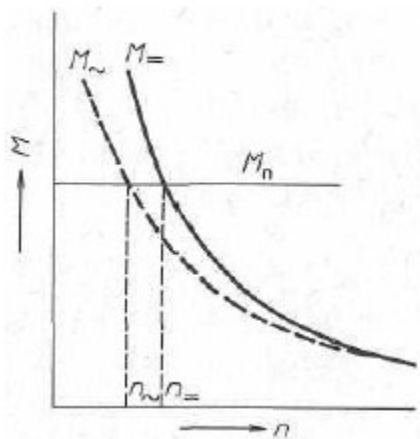


Jeho budící obvod je zapojen do série s kotvou a tedy jím protéká proud shodný s proudem kotvy.

Tato kombinace je vhodným způsobem jednoduché regulace proudu buzení, které se do dnes hojně využívá u většiny starších strojů v elektrické trakci a to hlavně pro svou jednoduchost, účelnost a výhodné mechanické charakteristiky.

Obr. 2.1. - Zapojení budícího vinutí do série s kotvou [1]

Principiálně lze zapojit stejnosměrný sériový motor i na střídavé napájení čehož se sice v trakci využít nedá, ale tyto pohony nacházejí využití všude tam, kde je zapotřebí mít pohon, který dokáže zajistit vyšší otáčky, nežli klasické indukční motory, které bez dalšího zařízení (měniče kmitočtu) nejsou schopné „dodat“ větší nežli synchronní otáčky dané kmitočtem napájecí sítě. Toto využití je u přístrojů používaných v běžné domácnosti (mixer, ventilátor, vrtačka...). K navýšení provozních otáček dochází tím, že komutátor se za provozu stroje chová v podstatě jako měnič kmitočtu.



Na obrázku je vyobrazena mechanická charakteristika sériově buzeného DC motoru v porovnání s charakteristikou při napájení střídavým napětím.

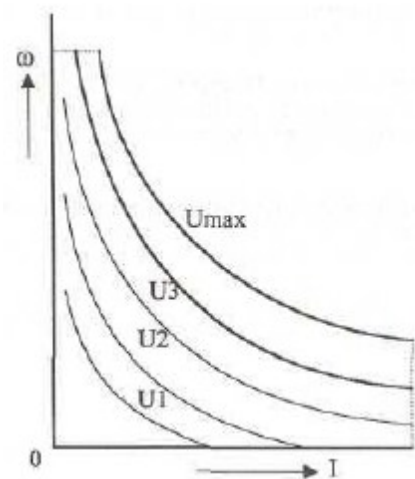
Obr. 2.2. - Mechanické charakteristiky stejnosměrného motoru se sériovým buzením [1]

Z mechanických charakteristik je patrné, že při malém zatížení stoupají otáčky stroje do nechtěných mezí. Teoreticky by se otáčky zvyšovaly až k nekonečnu. Z praktického hlediska je to nemožné, neboť ve stroji bude stále přítomen remanentní magnetismus, také ztráty v uložení hřídele budou nenulové a svou roli jistě sehraje i přítomnost vzduchu v okolí rotoru (ventilační ztráty). Přesto by otáčky mohly dosahovat i dvacetinásobku konstrukční hodnoty otáček. Takovému mechanickému zatížení (odstředivá síla) by nemuseli odolat konstrukční části rotoru a došlo by k sebezničení motoru. Toto je nepřijatelné a proto není možné, aby tento druh pohonu běžel bez adekvátního zatížení. Dokonce se ani nedoporučuje tento druh pohonu připojovat na mechanickou zátěž prostřednictvím klínových řemenů z důvodu možného roztržení nebo spadení řemenů a následnému přetočení motoru. Klínové řemeny se sice používají jako prostředník přenosu mechanické energie, ale na nezatížené straně motoru je k hřídeli připojeno otáčkové relé, které v případě dosažení jisté meze nadotáček, svým dotykem vyzkratuje ovládací obvod stykače dotčeného pohonu.

Stejnoseměrný sériový motor je tedy vhodné použít pro pohony s těžkým rozběhem, tedy pro pohon všech transportních zařízení. Zejména je díky svému charakteru vhodný jako trakční motor do drážních vozidel (tramvají, trolejbusů, metra a lokomotiv). Jeho sériová charakteristika se uplatňuje při jízdě do stoupání, kdy jeho otáčky (rychlost) klesají, ale stoupá kroutivý moment, takže výkon stroje se příliš nemění. Naopak při jízdě po rovině nebo klesání se zvyšují otáčky stroje a při tom klesá kroutivý moment, kterého v tu chvíli není mnoho zapotřebí.

Regulace stejnosměrného motoru se sériovým buzením

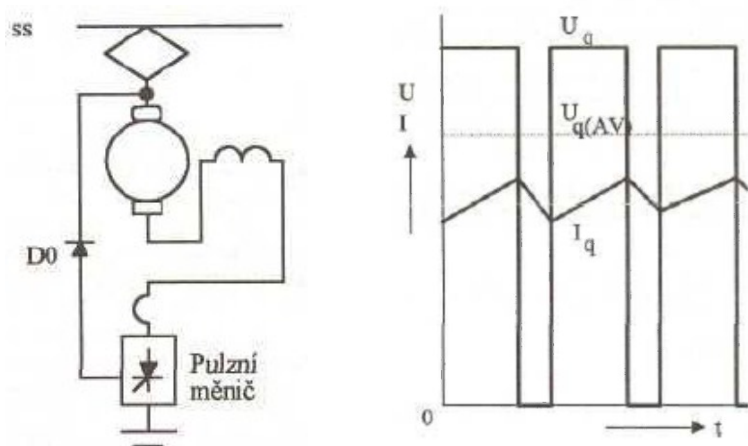
Otáčky DC motorů se sériovým buzením lze řídit pomocí změny napájecího napětí. Při navýšení napájecího napětí se posune celá mechanická charakteristika přibližně v ose kvadrantu směrem nahoru což má za následek navýšení jak otáček, kroutivého momentu a tím i výkonu motoru.



Obr. 2.3. - Vyobrazení mechanických charakteristik při navýšování napájecího napětí [1]

V praxi se této změny napájecího napětí dosahovalo u motorů velkých výkonů vyřazováním předřadných odporů (na stejnosměrném trolejovém napájení) a změnami kombinací zapojení trakčních motorů. Ve strojovně lokomotivy bylo umístěno zařízení tzv. hlavní kontrolér, který na základě povelů z řídicího kontroléru, umístěného na stanovišti strojvedoucího ovládaného strojvedoucím, při rozjezdu

postupně stupňovitě vyřazoval jednotlivé odporníky a měnil kombinace zapojení trakčních motorů (sériově, sérioparalelně, paralelně), tak aby docházelo k plynulému rozjezdu vlaku.

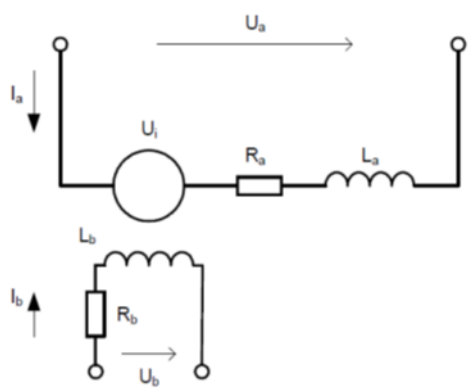


U modernějších strojů se změny napájecího napětí dosahuje díky použití polovodičového pulzního měniče. Tento na základě změny střídý pulzů, nebo na základě změny kmitočtu je schopen měnit střední hodnotu výstupního napětí respektive proudu.

Obr. 2.4. - Příklad zapojení pulzního měniče v trakčním obvodu plus nastínění průběhů na jeho výstupu [1]

2.2. - Stejnosměrný motor s cizím buzením

Je to standartní DC motor, u kterého jsou vyvedeny napájecí kabely jak pro kotevní obvod, tak pro budící vinutí a je tedy možnost napájet budící vinutí ze zvláštního zdroje, díky kterému je možné motor precizněji regulovat. Jeho použití již není pouze striktně u dopravních prostředků a charakterem zátěže podobných zařízení, ale dají se využít takřka kdekoli a to právě díky možnosti namodelovat si takřka jakoukoli mechanickou charakteristiku. Další nespornou výhodou je, že budící vinutí již nemusí být dimenzováno na průchod kotevního proudu a proto například u drážních vozidel není třeba přepojovač směru, realizovaný ve většině případů na straně buzení, konstruovat na průchod kotevního proudu.



$$U_a = U_i + R_a I_a + L \frac{dI}{dt}$$

$$U_i = c\phi\omega$$

$$U_b = R_b I_b$$

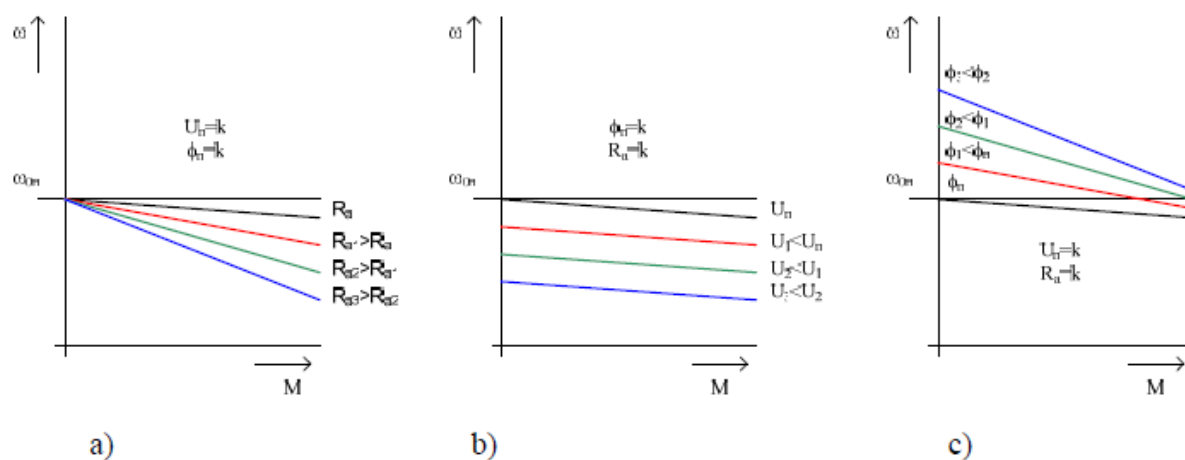
$$M_m = c\phi I_a = M_{PM}$$

$$\omega = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a I_a}{c\phi} = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a M}{(c\phi)^2}$$

Obr. 2.5. – Zjednodušené schéma stejnosměrného motoru s cizím buzením [1]

Regulace stejnosměrného motoru s cizím buzením

Z výše uvedených vztahů lze odvodit následující mechanické charakteristiky



Obr. 2. 6. - Mechanické charakteristiky DC cize buzeného motoru [1]

Z rovnice mechanické charakteristiky vyplývají možnosti řízení rychlosti DC motoru:

- a) odporem R_a (vnějším odporem R_p).
- b) napětím zdroje U_a
- c) magnetickým tokem ϕ - pouze u motorů s cizím buzením! (prostřednictvím budicího napětí U_b) []

Regulace vnějším odporem:

Tato možnost se hojně používala, ale s rozvojem řízených polovodičových spínačů byla postupně vytlačena. Její slabinou byla zejména ne hospodárnost a také zkreslení mechanické charakteristiky – úbytek rychlosti závisející na zatížení.

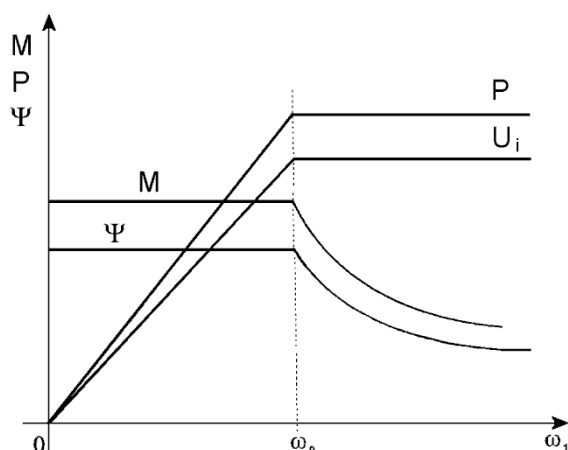
Regulace napětím zdroje:

Tento způsob regulace se hojně používá zejména z důvodu možnosti použití bezkontaktních polovodičových měničů. Mechanické charakteristiky jsou v tomto případě rovnoběžné a využití tohoto způsobu má velký potenciál využití.

Regulace magnetickým tokem:

Samostatně se regulace odbuzováním vyskytuje jen zřídka. Sama o sobě má za následek změkčení mechanických charakteristik.

V technice trakčních zařízení se používá kombinace regulací napětí (proudu) kotvy a napětí (proudu) buzení – magnetický tok.



Při rozběhu mototoru od otáček 0 až do ω_0 regulujeme napětím na kotvě na tzv. konstantní moment a od otáček ω_0 do jmenovitých otáček regulujeme budícím proudem (odbuzujeme) na tzv konstantní výkon.

Kotevní proud je stále konstantní.

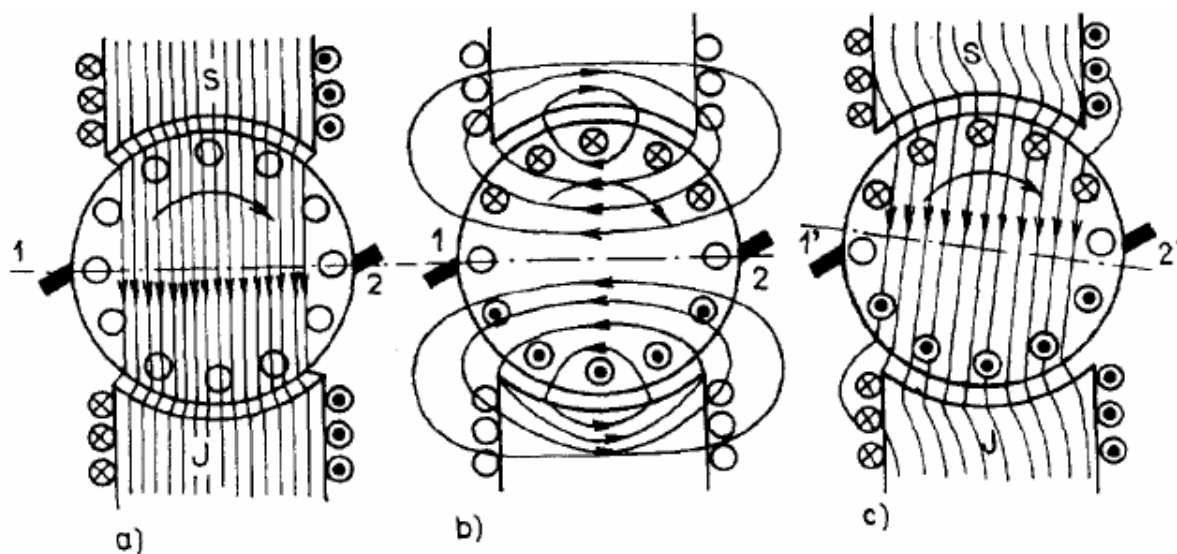
Obr. 2.7. - Charakteristika regulace otáček DC trakčního motoru

2.3. - Konstrukce reálných trakčních motorů

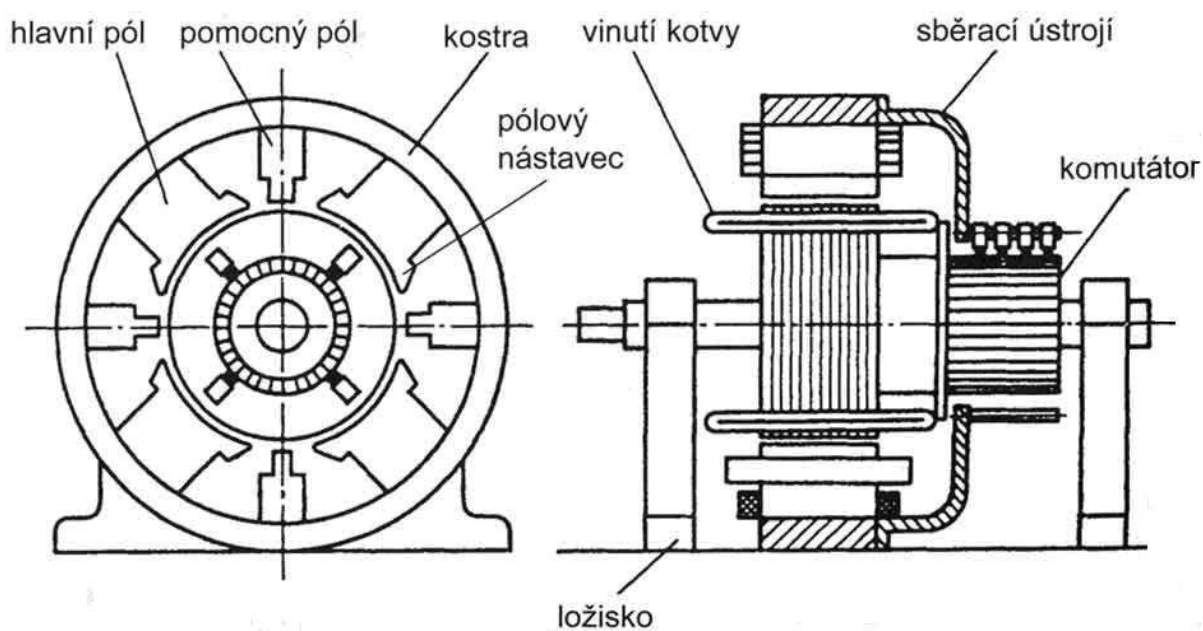
Rotor je tvořen kotvou s komutátorem. Komutátor, jak sám název napovídá, slouží k zabezpečení komutace rotorového proudu při samotné práci stroje. Tedy komutátor zabezpečuje napájení jednotlivých rotorových cívek a přepínání (komutaci) smyslu proudu v cívkách rotorového vinutí.

Stator tvoří hlavní póly, které v podstatě slouží k uzavření magnetického obvodu kotvy. Hlavní póly jsou v motorech z pravidla po dvojicích (v sudém počtu) a jeden z nich za provozu tvoří jižní a druhý severní magnetický pól. Tyto páry hlavních pólů se nazývají **pólové dvojice** nebo také **pól páry**. Počet pólových dvojic není nijak omezen. U trakčních motorů se nejčastěji používá dvou, čtyř a u motorů velkých výkonů i šesti-pólových dvojic.

Mezi jednotlivými hlavními póly se zpravidla umísťují tzv. **pomocné póly**. Ty zajišťují kompenzaci tzv. **reakce kotvy**. Reakce kotvy je deformace magnetického pole vlivem působení proudu kotvy respektive polem vytvořeným samotným proudem rotoru. Pomocné póly působí svým magnetickým polem právě proti reakčnímu poli kotvy a tím se jej snaží vykompenzovat. Dále je možné reakci kotvy eliminovat použitím **kompensačního vinutí**. Toto vinutí se umísťuje do drážek pólových nástavců hlavních pólů. Kompenzační vinutí vytváří pole opačného smyslu než má pole reakční a tím jej ruší. Nutno dodat, že se používají i kombinace pomocných pólů a kompenzačního vinutí. Obě tato vinutí se zapojují do série s kotvou. To proto, že velikost reakce kotvy je úměrná proudu kotvy, a tedy je vhodné, aby i její kompenzace byla úměrná proudu kotvy.



Obr. 2.8. - a) samostatné magnetické pole budících (hlavních) pólů – pole kotvy je nulové [2]
 - b) samostatné magnetické pole kotvy – hlavní póly bez buzení [2]
 - c) skutečný tvar mag. pole daný kombinací magnetických polí kotvy a hlavních pólů [2]



Obr. 2.9. - Stejnosměrný motor v příčném a podélném řezu [2]

3. Popis stávajícího stavu

Elektrické lokomotivy řad 162,163, 362, 363 jsou určeny pro provoz na hlavních elektrizovaných tratích v ČR. Lokomotivy mají uspořádání dvojkolí Bó Bó.

Lokomotiva je vybavena čtyřmi trakčními motory. Ty jsou šestipólové, s cizím buzením, jejich statory disponují také pomocnými póly a kompenzačním vinutím pro co nejlepší kompenzaci reakce kotvy. Jmenovité napětí kotev trakčních motorů je 1150 V. Dvě kotvy trakčních motorů v rámci jednoho podvozku jsou spojeny trvale do série jako jedna motorová skupina. Každá motorová skupina je napájena ze dvou pulzních měničů, které jsou vzájemně fázově posunuty.

Budící vinutí hlavních pólů všech čtyř trakčních motorů je zapojeno do série a napájeno ze samostatného budícího pulzního měniče.

Regulace otáček trakčních motorů při rozjezdu lokomotivy (vlaku) se provádí postupným otevíráním pulzních měničů v obvodu kotev trakčních motorů. Tím je zajištěna plynulá regulace otáček kotev (rychlosti) s možností regulovat předvolený tah lokomotivy (regulace na konstantní moment). Při dosažení plného otevření pulzních měničů v obvodu kotev se otáčky trakčních motorů dále regulují zeslabováním budícího proudu z nezávislého zdroje (měniče) budícího proudu (regulace na konstantní výkon). Pulzní měniče pracují se stabilizovanými kmitočty 33 1/3 Hz; 100 Hz; 300 Hz.

Trakční obvod tedy neobsahuje žádné kontaktní regulační prvky s výjimkou přepojovačů směrů, aretace a jízda-brzda. Ty ovšem nejsou schopny přepínání pod zátěží.

Pro zajištění lepších adhezních vlastností lokomotivy je regulačně provedeno nerovnoměrné rozdělení tažné síly podvozků tak, že trakční motory zadního podvozku ve směru jízdy jsou proudově zatíženy o deset procent více než motory podvozku předního.

Trakční obvod lokomotivy je uspořádán tak, že umožňuje využití trakčních motorů k elektrodynamickému brzdění do brzdných odporů. Řízení elektrodynamické brzdy je provedeno regulací pulzního měniče buzení i regulací pulzních měničů v obvodu kotev trakčních motorů.

Při rychlostech vyšších než cca 65 Km/h se brzdný moment reguluje pouze budícím proudem trakčních motorů. Při poklesu rychlosti pod 65 Km/h je buzení trakčních motorů na maximální úrovni a dochází tedy k úbytku napětí na kotvách a tím i k omezení brzdného proudu z důvodu konstantní ohmické hodnoty brzdného odporníku. Při dosažení plného buzení trakčních motorů přechází proto regulace brzdného momentu na regulaci kotevních měničů, které svým plynulým poměrným otevíráním zmenšují fiktivně ohmickou hodnotu brzdového odporníku (pulzní řízení odporu). Tím je dosaženo stavu, že kotevní proud v brzdě a tím i brzdný moment se v širokém rozsahu nemění i při poklesu napětí na kotvách trakčních motorů.

Tímto způsobem regulace se brzdý moment lokomotivy udržuje až do rychlosti cca 25 Km/h. S dalším poklesem rychlosti se poměrné otevření kotevních měničů již nemění, protože je na hranici přípustného otevření vzhledem k napětí na kotvách trakčních motorů a komutačních obvodů pulzních měničů. Potom brzdý proud a tedy i brzdý moment klesá lineárně s rychlostí. Výhodou tohoto uspořádání brzdového obvodu je dosažení maximálního brzdného momentu ve velkém rozsahu rychlostí.[3]

3.1. - Popis funkce trakčního obvodu

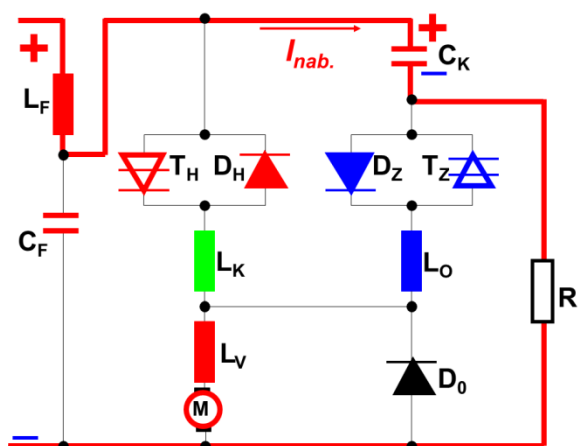
Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal s literatury 3.

Zobrazení trakčního obvodu je na obr.3.X. Je to reálný trakční obvod, použitý na lokomotivách výše uvedených řad. Na tomto schématu dominují kotevní pulzní tyristorové měniče, které vždy ve dvojici (U03 + U04 a U05 + U06), zajišťují napájení kotev trakčních motorů, jenž jsou zapojeny taktéž v páru s tí rozdílem, že jsou zapojeny v sérii. Sériovým zapojením se zde konstruktéři vyhnuli proudům řádově až přes 2 kA. Dalším dominantním zařízením z hlediska výkonové elektroniky je zde budicí tyristorový měnič U09 s názvem „Batyra“. Toto zařízení zajišťuje tvorbu a regulaci budicího proudu sloužícího pro buzení trakčních motorů. Tento měnič má ve své konstrukci zajištěno i měření napětí kotev obou motorových skupin a tyristory rychlé ochrany filtru.

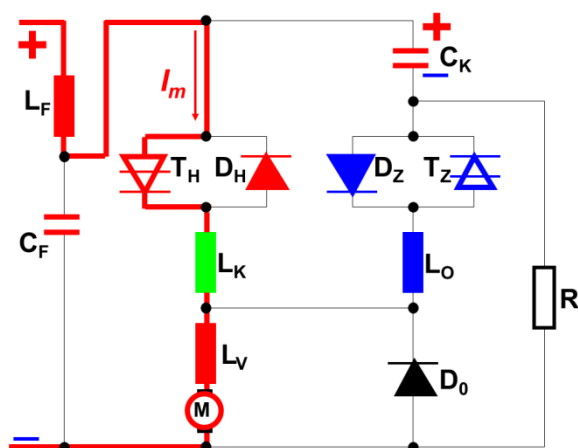
Trakční napájení (3kV) je přivedeno od filtru vodičem 011 a opačný pól je veden vodičem číslo 197 zpět k hlavnímu filtru. V jízdě (při tvorbě kladného tahu) se trakční obvod uzavírá od přepojovače Jízda – Brzda – Diagnostika s označením Q11 (Q12) a jeho doteky A1 - A2 na kotevní pulzní měniče U3 a U4. Tyto měniče jsou sice zapojeny paralelně, ale při své činnosti se vzájemně doplňují, tedy jejich pulzy jsou časově vzájemně posunuté o 180°. Výstupní proud je veden přes tlumivky s označením L05 a L06 (L07 a L08), dále již společným vodičem přes průvlek měření proudu motorové skupiny T11 (T12), přes nadproudové relé K04 (K05) a aretační kontakty pneumatického přepojovače směrů Q13 (Q14) na sériově zapojené kotvy trakčních motorů první (druhé) motorové skupiny. Z kotev těchto motorů je dále proud veden na druhý pár sepnutých aretačních kontaktů přepojovačů směrů Q11 (Q12), na který navazuje další pár sepnutých kontaktů přepojovače Jízda – Brzda – Diagnostika, na opačný pól napájení trakčních obvodů. Tento poslední sepnutý pár doteků navíc vykracuje při jízdě tahem brzdový odporník. Dále je nutno trakční motory nabudit. To se provede pomocí samostatného měniče buzení U09. Tento měnič je napájen z kapacitního děliče připojeného paralelně na hlavní filtr. Kladnou větev napájí z vodiče 011, střední větév z vodiče 057 a záporná větev je připojena přes vodič číslo 197. Tento měnič pracuje dvoufázově, neboli se pravidelně střídají obě poloviny měniče, přičemž je každá z nich připojena na polovinu napájecího napětí troleje (cca 1500 V). Budicí proud vychází vodičem číslo 061 z budicího měniče skrze měřicí průvlek proudu T19, sepnutý stykač buzení K40. Dále přes kombinaci směrových přepojovačů Q13 a Q14 a do série spojených budících vinutí trakčních motorů. Toto se opakuje ještě jednou z důvodu možnosti vyřazení jedné motorové skupiny v případě poruchy na trakčním motoru nebo poruchy kotevního měniče. Díky této možnosti je možno i s porouchanou částí trakčního obvodu nouzově dojet, buď do cíle a nebo dojet alespoň do další stanice a neblokovat trať v dalším provozu.

3.2. - Popis funkce kotevního měniče

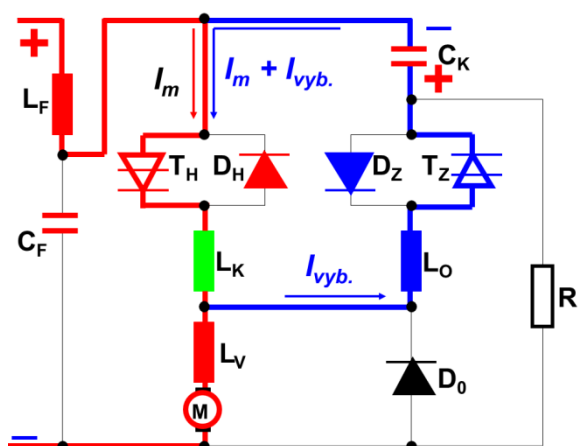
Je to tyristorový měnič, který je řízen pomocí přivedení zapalovacích a zhášecích impulsů na hlavní a zhášecí tyristory. Tyristor jako elektronická součástka umí být řízen jen do jisté míry, protože příchodem impulsu do řídicí elektrody se tato součástka sice otevře (sepne), ale rozepnutí se dá zajistit pouze snížením proudu Anoda-Katoda pod jistou hranici blízkou nule. S toho důvodu se musí k tyristoru ještě připojit zhášecí obvod, který zajistí komutaci proudu hlavním tyristorem za účelem jeho vypnutí. V tomto případě se používá k vypnutí hlavního tyristoru tzv. LC-kmit, díky kterému se zajistí snížení proudu hlavním tyristorem pod určitou hranici. Tento LC-kmit může být spouštěný v určitý zvolený okamžik, jako v tomto případě pomocí zhášecího tyristoru a nebo ihned po otevření hlavního tyristoru, viz dále. Jeden pracovní cyklus tohoto měniče se dá rozdělit do pěti fází:



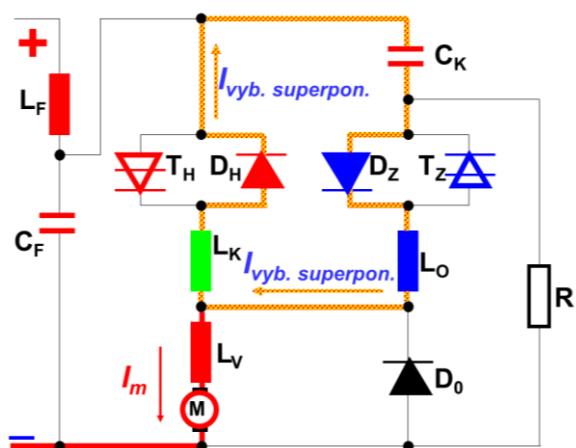
V první fázi, to je ihned po přivedení trolejového napájecího napětí, se přes odpor nabije komutační kapacita C_k . Tím je měnič připraven k funkci.



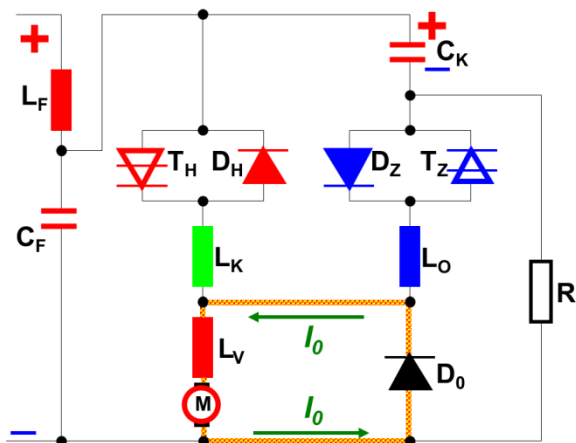
Ve druhé fázi je již komutační kapacita C_k nabitá. Přivedením zapalovacího impulsu na hlavní tyristor se tento otevře a propojí trakční obvod. Proud se tedy uzavírá od troleje přes filtrační tlumivku, hlavní tyristor, komutační indukčnost, vyhlazovací tlumivku na kotvy trakčních motorů a odtud na mínus pól napájení.



Ve třetí fázi již hlavní tyristor vede kotevní proud, tak zahájíme jeho vypínání nebo spíše spustíme LC-kmit. LC-kmit se spustí sepnutím zhašecího tyristoru. Jeho sepnutím se začne vybíjet komutační kondenzátor a to přes sepnutý tyristor hlavní, komutační reaktor a sepnutý zhašecí tyristor. Vlivem působení vytvořeného magnetického pole komutačního reaktoru L_k a indukčnosti L_o , dojde k následnému přebití komutačního kondenzátoru na opačnou polaritu. Ukončením přebití C_k na opačnou polaritu se uzavře zhašecí tyristor.



Ve čtvrté fázi dochází k vybití opačně nabitě kapacity komutačního kondenzátoru C_k a to přes diodu D_z , indukčnost L_o , komutační reaktor L_k , přes tyristor hlavní T_h a k němu antiparalelně připojenou diodu D_h na jeho opačný pól. Průchod proudu z komutačního kondenzátoru na okamžik vyrovná proud vedený přes hlavní tyristor a protože má opačný směr, dojde tímto k uzavření tyristoru hlavního. Po té je dále proud veden diodou D_h a to až do úplného zániku zhášecího LC-kmitu.

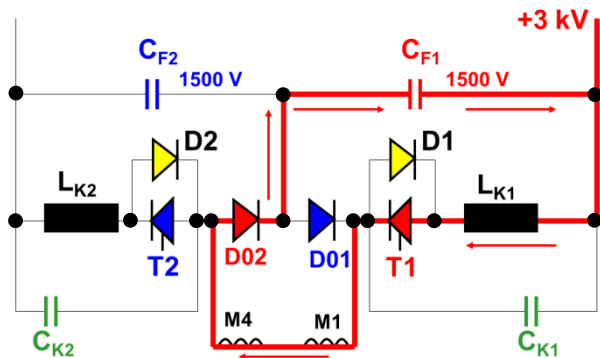


V poslední fázi se ze zdroje trakčního napětí opět dobije komutační kapacita C_k a tím je opět připravena na další sepnutí hlavního tyristoru a s tím spojený vypínací LC-kmit.

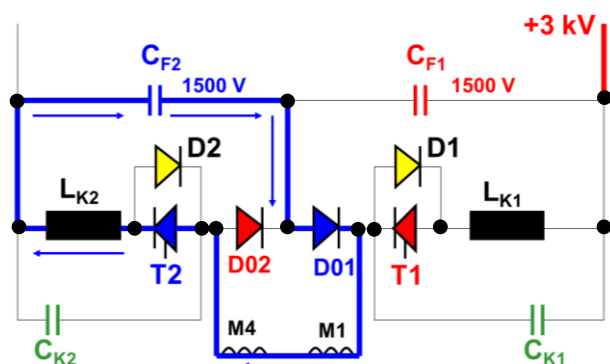
Současně s tím je veden reaktanční proud z kotev a vyhlazovací tlumivky přes nulovou diodu D_0 a to až do jeho úplného zániku, případně do dalšího sepnutí hlavního tyristoru.

3.3. - Popis funkce budicího měniče

Jedná se také o tyristorový měnič, který je určen pro napájení do série zařazených budících vinutí všech čtyřech trakčních motorů. Tento budicí měnič je řízen pomocí zapalovacích pulzů přiváděných na jeho hlavní tyristory. Vypínacích pulzů není třeba, protože se jedná o zapojení využívající konstantní délky pulzu, což znamená, že s otevřením hlavního tyristoru se současně spustí běh LC-kmitu a tedy výstupní pulz má konstantní délku. Buzení trakčních motorů je tedy řízeno kmitočtově. Pracovní cyklus budicího měniče se dá rozdělit do dvou shodných fází:



Trolejové napájecí napětí je rozděleno kapacitním děličem na 2 x 1500 V. Po přivedení napájení se přes budicí vinutí TM nabíjí komutační kapacity C_{K1} a C_{K2} . Po otevření hlavního tyristoru T_1 se přes komutační indukčnost L_{K1} začne vybíjet komutační kapacita C_{K1} . Vlivem nahromaděné energie v L_{K1} se kapacita C_{K1} nabije na opačnou polaritu a v průběhu jejího vybíjení dojde k uzavření T_1 . Doba počátku LC-kmitu je tedy totožná s dobou sepnutí hlavního tyristoru.

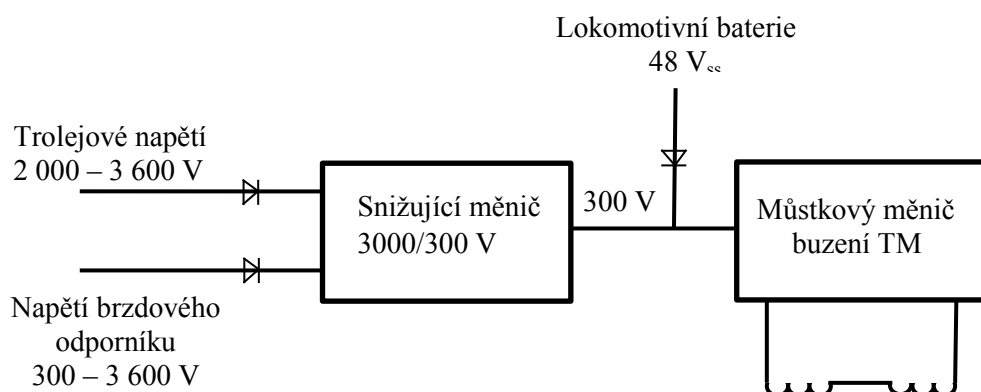


Ve druhé fázi je funkce měniče totožná, pouze je ve funkci druhá polovina, která je napájena z druhé poloviny kapacitního děliče.

Ze zapojení a popisu funkce je zřejmé, že zdroj budicího proudu je jednokvadrantový měnič, tedy zdroj, který je schopen dodávat napětí a proud pouze jedné polarity. Toto je jistá nevýhoda už z toho důvodu, že banální potřeba, jakou je změna směru jízdy musí být řešena pomocí kontaktního měniče smyslu budicího proudu. Vzhledem k použité topologii kotevních obvodů, musí být tato změna směru provedena i v případě každého přechodu do elektrodynamické brzdy.

4. Návrh silové části měniče v budícím obvodu motorů lokomotivy

Bloková struktura navrhovaného zařízení je zcela odlišná od původního řešení. Je to způsobeno primárním požadavkem zadavatele na podmínku započitatelnosti elektrodynamické brzdy do výměry skutečného brzdového procenta (viz kap.4).



Obr. 4.1. – Blokové schéma celkového řešení

Jako základní zapojení koncového stupně budícího zdroje jsem zvolil topologii čtyřkvadrantového měniče, která má pro tento účel použití několik výhod:

- není třeba použití kontaktního měniče směru jízdy (buzení)
- možnost zajištění rychlého odbuzení krátkodobou změnou smyslu buzení
- zapojení standartně obsahuje zpětné diody pro svedení komutačního napětí při vypnutí výkonového prvku

4.1. - Parametry měniče

Mezní výstupní proud – 100 A

Mezní výstupní napětí – 150 V

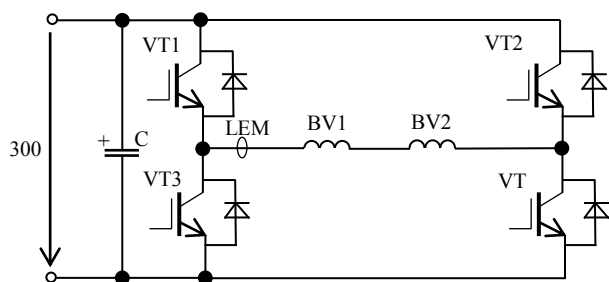
Předpokládaný mezní dodávaný výkon – 15 000 W

4.2. - Parametry budícího vinutí trakčního motoru

Činný odpor 1.35 Ω

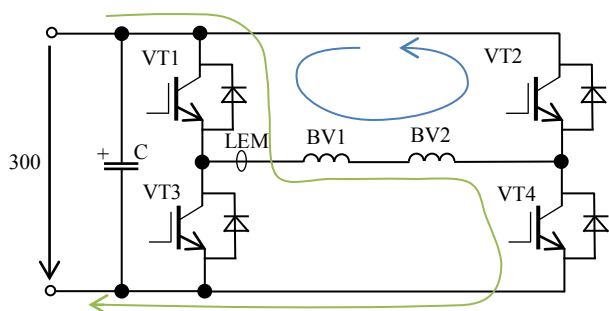
Indukčnost 0.7 H

4.3. - Zapojení čtyřkvadrantového měniče



Jedná se o naprosto standartní zapojení čtyřkvadrantového měniče, které pro tento účel skýtá jisté výhody v podobě možnosti bezkontaktní změny směru buzení, svodu reaktančního napětí antiparalelní diodou vytvořenou přímo v pouzdru spínacích prvků, atd.

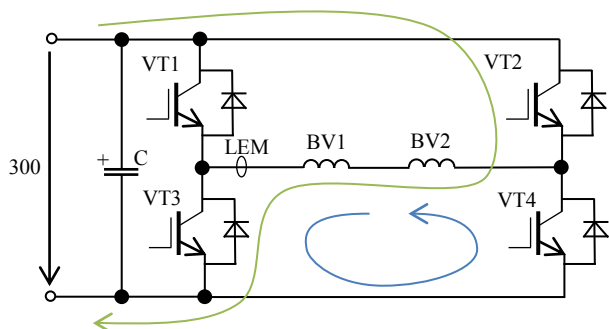
4.4. - Funkce navrhovaného měniče



Obr. 4.2. – Funkce měniče

Tranzistory VT1 a VT3 slouží v tomto zapojení v podstatě jako měnič smyslu buzení (směru jízdy). Je to způsobeno zvolenou strategií spínání prvků, kdy při tomto směru buzení je tranzistor VT1 trvale sepnut a tranzistorem VT4 se provádí vlastní regulace proudu pomocí pulzně šířkové modulace (PWM). Zelenou čarou je vyznačen směr průtoku proudu ve fázi, kdy jsou VT1 i VT4 v sepnutém stavu. Modrou čarou je potom vyznačen směr průtoku proudu ve fázi, kdy je VT4 uzavřen a vedení proudu převzala dioda antiparalelně připojená

k vypnutému tranzistoru VT2. Tento proud je důsledkem reaktančního napětí budících vinutí trakčních motorů.



Obr. 4.3. – Funkce měniče

Při opačném smyslu buzení (směru jízdy), si jen jednotlivé spínací prvky vymění role. To znamená, že trvale sepnut bude VT3 a pulzně šířková modulace bude zajištěna pomocí tranzistoru VT2. Jako svod komutačního proudu bude sloužit dioda připojená antiparalelně ke v tu chvíli uzavřenému tranzistoru VT4.

Pro úplnost je nutno podotknout, že jednotlivé dvojice spínacích tranzistorů (VT1-VT3 a VT2-VT4) je možné mezi sebou funkčně prohodit. To znamená, že jestli by bylo například z hlediska konstrukce výhodnější provádět PWM pomocí dvojice tranzistorů VT1-VT3, není v tom žádný problém, jen je třeba při výpočtu chlazení počítat i se ztrátovým výkonem jejich diod jelikož budou využity pro svod komutačních proudů.

Kapacita C zapojená na vstupu napájení slouží ke kompenzaci proudových rázů při spínání a rozepínání spínacích prvků a k filtraci napájecího napětí.

Měření budícího proudu bude provedeno převodníkem proudu na principu Hallova jevu. Vzhledem k tomu, že v rámci jednoho budícího obvodu jsou jako zátěž zapojeny dvě budící vinutí v sérii, bude dostačující měření pouze jedním kusem čidla proudu a to v podstatě kdekoliv ve výkonovém sériovém obvodu buzení trakčních motorů.

4.5. - Volba spínacího kmitočtu

Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal s literatury 4.

Z hlediska mezního zvlnění je nutné stanovit nejnižší možný spínací kmitočet měniče. Pro výpočet $\Delta I_{\text{výst}}$ je na snadě použít vztah

$$\Delta i_d = \frac{UT_1}{L} \left(1 - \frac{T_1}{T}\right) = \frac{U}{fL} z(1 - z)$$

Který se dá jednoduše upravit na

$$\Delta i_d fL = U \cdot z(1 - z)$$

Ze vzorce je patrné, že při konstantním kmitočtu, indukčnosti a napájecím napětí je Δi_d závislá na poměrném otevření střídače „ z “, kterému se také říká zatěžovatel. Zatěžovatel je číselné vyjádření poměrného otevření měniče značící poměr mezi dobou otevření měniče T_1 a celkovou dobou periody T

$$z = T_1/T$$

Budeme-li hledat extrém funkce zatěžovatele, musíme provést derivaci této funkce

$$f(z) = z(1 - z) = -z^2 + z$$

$$f'(z) = -2z + 1$$

Výsledek derivace položíme roven nule

$$-2z + 1 = 0$$

$$-2z = -1$$

$$z = 0.5$$

A doplníme zpět do původní funkce zatěžovatele

$$f(z) = z(1 - z) = 0.5(1 - 0.5) = 0.25 = \frac{1}{4}$$

Doplněním do původní rovnice vznikne upravený vztah pro výpočet hodnot s maximálním zvlněním

$$\Delta i_d fL = U \cdot z(1 - z) \quad \rightarrow \quad \Delta i_d fL = \frac{U}{4}$$

Úpravou vztahu a doplněním hodnot získáme hodnotu minimálního kmitočtu pro zvolenou hodnotu maximálního zvlnění

$$f = \frac{U}{4\Delta i_d L}$$

Maximální zvlnění volíme tak, aby nepřekročilo 10 %

$$\frac{\Delta i_d}{I_n} < 10 \% \quad I_n = 110 \text{ A} \rightarrow \Delta i_n < 10 \text{ A}$$

Potom je hodnota minimálního kmitočtu

$$f = \frac{300}{10 \times 1.4 \times 4} = 5.35 \text{ Hz}$$

Důvodek takto nízkého spínacího kmitočtu je, že jsou v zátěži zapojeny velké hodnoty indukčnosti. Jako spínací kmitočet použijeme proti tomuto výsledku řádově vyšší hodnotu a to na drahách ověřených 300 Hz.

Tento kmitočet si nejprve ověříme z hlediska meze zvlnění výstupního proudu

$$\Delta i_d = \frac{U}{Lf^4} = \frac{300}{1.4 \times 300 \times 4} = \frac{5}{28} \cong 0.179 \text{ A}$$

Je vidět, že výsledné zvlnění i při takto relativně nízkému spínacímu kmitočtu se bude pohybovat hluboko pod úrovní maximálního zvoleného zvlnění $\Delta i_d = 10 \text{ A}$.

4.6. - Výběr spínacích prvků

Při výběru součástí musíme respektovat proudovou i napěťovou přetížitelnost vybíraných spínacích prvků.

Mezním napětím na výstupu měniče je 150V, ale napájecí napětí je stanovano na úrovni 300 V. Výstupní proud bude limitován na hodnotě 100 A a to vzhledem k možnostem přetížení budících obvodů trakčních motorů.

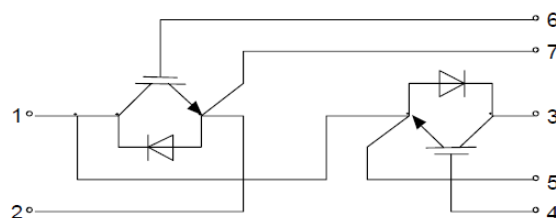
Spínací prvek by měl být schopen „odolat“ přibližně dvojnásobným hodnotám těchto stanovených mezí. To znamená, že napětí mezi kolektorem a emitorem by mělo být minimálně 600 V a kolektorový proud tranzistoru by neměl být nižší nežli 200 A. Tato přecevzetí musí platit i pro integrovanou diodu, která může být v pouzdře tranzistoru integrována a připojena antiparalelně ke kolektoru a emitoru každého z tranzistorů.

Po pečlivé rozvaze a odpovědném výběru spínacích prvků jsem vybral IGBT modul vyráběný firmou INFINEON (v katalogovém listu je uvedený výrobce ještě jako firma EUPEC). Je to modul s označením „**BSM 200 GB 60 DLC**“.

Jeho nejdůležitější parametry jsou:

- U_{CE} - 600 V
- I_C - 200 A
- I_F - 200 A
- P_{tot} - 730 W

Je to prvek v provedení „DUAL“, nebo se také uvádí jako „HALF-BRIDGE“ (půl můstku), to znamená, že v jednom pouzdře jsou obsaženy dva tranzistory, které jsou zapojeny do série. Toto sériové spojení je provedeno přímo v pouzdru výkonového modulu.

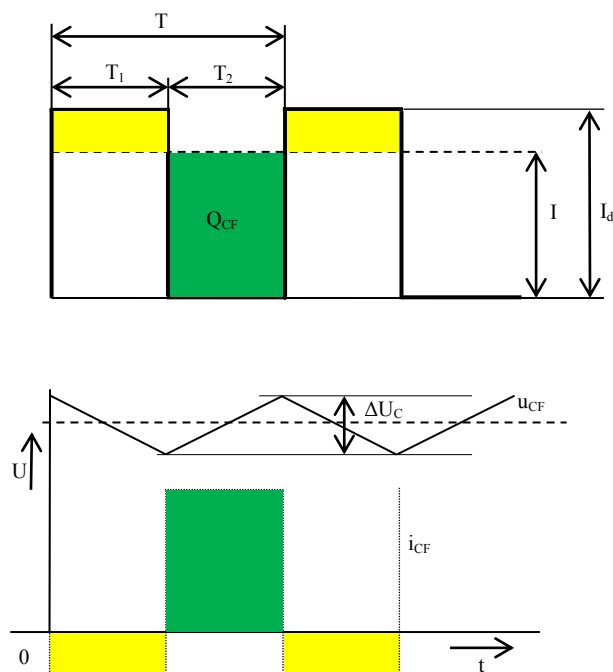


Obr. 4.4. – Vnitřní zapojení pouzdra

4.7. - Návrh vstupní filtrační kapacity měniče

Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal s literatury 4.

Vyazuje-li stejnosměrný napájecí zdroj, respektive přívod od tohoto zdroje k pulznímu měniči, určitou indukčnost, způsobuje periodické spínání měniče rozkolísání napětí na jeho vstupu. To se omezuje vstupním filtrem – kondenzátorem připojeným na vstupní svorky měniče.



Obr. 4.5. – Průběhy napětí a proudů

Na připojených obrázcích jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů vzhledem k filtrační kapacitě C_F . Jak již bylo uvedeno, napětí na vstupu napájení měniče bude kolísat a to i v případě, že bude napájen z ideálního zdroje napětí – tedy napětí na jeho výstupu by bylo konstantní při jakémkoli zatížení. Je to způsobeno přítomností parazitních indukčností přinejmenším napájecích vodičů.

Na horním obrázku je vyobrazen průběh proudu při jednotlivých pracovních cyklech měniče. Zeleně je vyobrazena plocha, která odpovídá velikosti náboje periodicky vyměňovaného filtrační kapacitou C_F .

Na spodním obrázku je potom znázorněn průběh napětí na vstupu napájení měniče. Je zřejmé, že jednotlivé fáze průběhů spolu časově korespondují a jsou tedy na sobě závislé.

Velikost proudu I lze určit z podmínky rovnosti výkonu odebíraného z napájecího zdroje a výkonu spotřebovaného zátěží.

$$UI = U_d I_d$$

Jestliže je $U_d = zU$ potom

$$I = z \cdot I_d$$

Při každém vypnutí spínacího prvku se kapacita C_F nabíjí proudem I a při každém sepnutí se kapacita vybíjí proudem $I_d - I$. Náboj periodicky obměňovaný kondenzátorem C_F je potom

$$Q_{CF} = \int_0^{T_2} I dt = T_2 I$$

Střídavá složka napětí je potom

$$\Delta u_{CF} = \frac{Q_{CF}}{C_F} = \frac{T_2 I}{C_F}$$

Na základě předchozích vztahů a po doplnění za I , lze pro řízení s konstantním kmitočtem odvodit vztah

$$\frac{1}{T} C_F \Delta u_{CF} = I_d (1 - z) z$$

Jako výpočet extrému zatěžovatele (z) můžeme využít již vypočítanou hodnotu derivace, kterou jsme hledali v případě volby spínacího kmitočtu. Jako extrémní hodnota zatěžovatele byla nalezena hodnota $z = 0.5$, která po doplnění do původního vztahu tvořila hodnotu 0.25 respektive $\frac{1}{4}$. Je na snadě, že tento extrém v podobě zvlnění vstupního napětí, bude totožný s extrémem výstupního proudu zátěže měniče.

Po dosazení tedy získáme vztah

$$f C_F \Delta u_{CF} = \frac{I_d}{4}$$

Který pro výpočet filtrační kapacity upravíme na

$$C_F = \frac{I_d}{4f \cdot \Delta u_{CF}}$$

Maximální mezní napěťové zvlnění je dobré udržet na hranici deseti procent. Při napájecím napětí $U = 300 \text{ V}$ je to $\Delta u_{CF} = 30 \text{ V}$. Po doplnění hodnot do vzorce obdržíme výslednou minimální kapacitu filtračního kondenzátoru

$$C_F = \frac{100}{4 \times 300 \times 30} = 2.77 \text{ mF}$$

Výslednou kapacitu lze složit paralelním spojením více kondenzátorů. Je nutno použít kondenzátor, který bude schopen dodávat proud pulsního charakteru. Ideální je použití svitkových kondenzátorů potřebné kapacity a napěťové úrovně minimálně 400 V.

Na snadě je použití vhodných výrobků od firmy ZEZ SILKO s.r.o., jejíž výrobní program se zabývá právě výrobou kondenzátorů nejrůznějších konstrukcí. Na stavu mechanické konstrukce potom bude záviset rozhodnutí zda použít konstrukci válcové, či pravoúhlé nádoby kondenzátoru. Obě konstrukční řešení má firma ZEZ SILKO ve své nabídce.

4.8. - Výpočet chlazení spínacích prvků

Ztráty spínacích prvků se rozdělují na ztráty:

- propustným proudem
- spínací
- blokovacím proudem
- závěrným proudem
- hradlovým proudem

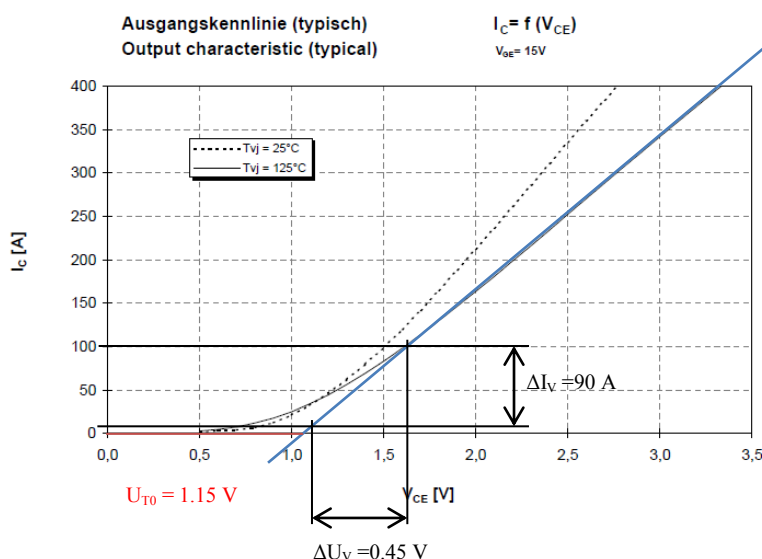
Ztráty blokovacím proudem, závěrným proudem a hradlovým proudem jsou zcela zastíněny hodnotami ztrát spínacích a propustným proudem. Z tohoto důvodu se budeme zabývat pouze jimi.

4.8.1. Ztráty propustným proudem

Při editaci této kapitoly jsem čerpal s literatury 5.

Pro výpočet ztrát propustným proudem se použijí výstupní charakteristiky použité spínací součástky, která bývá k dispozici na stránkách výrobce, popřípadě prodejce.

Je třeba linearizovat charakteristiku znázorňující závislost mezi propustným proudem I_C a napětím mezi kolektorem a emitorem spínacího prvku U_{CE} . Pomocí této linearizace jsme schopni s určitou přesností stanovit diferenciální odpor R_V v definované pracovní oblasti.



Linearizaci provedeme graficky. Z výsledků je možné odečíst ΔI_V , ΔU_V a U_{T0} . Tyto hodnoty jsou velmi důležité pro výpočet ztrát propustným proudem.

Obr. 4.6. – Linearizace výstupních charakteristik tranzistoru

Z části linearizované charakteristiky určíme ΔI_V a ΔU_V . Tyto odečtené hodnoty vložíme do vzorce pro výpočet diferenciálního odporu.

$$R_V = \frac{\Delta U_V}{\Delta I_V} = \frac{0.45}{90} = 5 \text{ m}\Omega$$

Dalším údajem odečteným z linearizované výstupní charakteristiky je prahové napětí U_{T0} . V našem případě je odečtená hodnota $U_{T0} = 1.15 \text{ V}$.

Po linearizaci je z grafu zřejmé, že ke ztrátám propustným proudem přispívají dva faktory a to přítomnost prahového napětí a přítomnost dynamického odporu. S těmito faktory se dá vlivem provedené linearizace nakládat jako se dvěma do série spojenými rezistory. Potom se výsledný ztrátový výkon propustným proudem dá vyjádřit jako součet dvou dílčích ztrátových výkonů a sice:

$$p_{fW} = i_V U_{T0} + R_V i_V^2$$

Toto je výpočet okamžitého ztrátového výkonu, který bude ovšem periodicky pulzovat a to podle okamžité hodnoty i_V . Z toho důvodu je třeba zjistit střední hodnotu ztrátového výkonu propustným proudem.

$$P_{fW(AV)} = U_{T0} \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_V dt + R_V \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_V^2 dt$$

A ten se dá přepsat jako

$$P_{fW(AV)} = U_{T0} I_{V(AV)} + R_V i_{Vef}^2$$

Vzhledem k tomu, že u obdelníkového průběhu se efektivní a střední hodnoty rovnají, budeme uvažovat pouze jeden proud a to mezní střední proud na výstupu z měniče $I_V = 100$ A. Po dosazení hodnot a výpočtu dostáváme výsledný ztrátový výkon propustným proudem.

$$P_{fW(AV)} = 1.15 \times 100 + 0.005 \times 100^2 = 165 \text{ W}$$

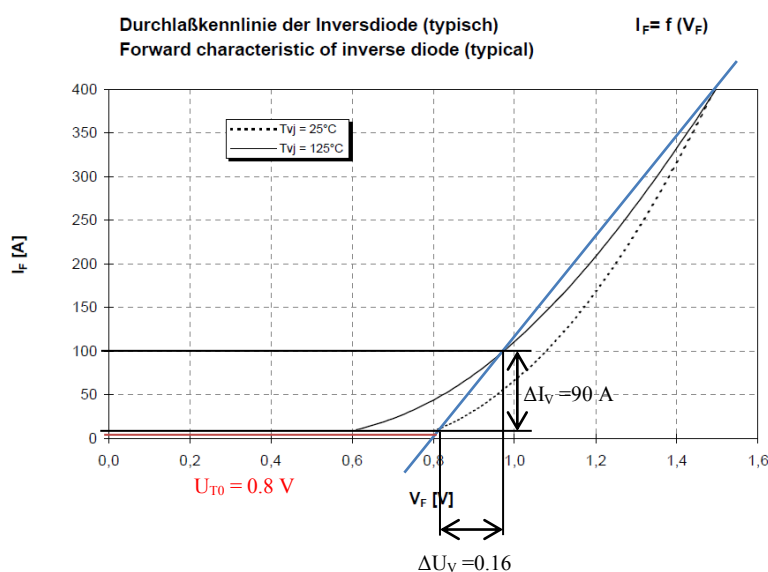
Tento ztrátový výkon je ovšem platný se zanedbáním zatěžovatele ($z = 1$). Tento výsledek je možno prohlásit za korektní pouze pro případ dvojice IGBT, použité jako přepínače směru buzení. Aktivní tranzistor totiž vede nejen v době T_1 , ale i v době T_2 . Naproti tomu se na něj nevztahují spínací ztráty.

Pro výpočet ztrátového výkonu s reálným použitým zatěžovatelem je vhodnější provést výpočet dle vztahu

$$P_{fW(T)} = z(U_{T0} + IR_V)I$$

Obdobný postup výpočtu je třeba využít i v případě komutační diody, umístěné ve společném pouzdru s tranzistorem. Při výpočtu nutného chlazení je tedy třeba s jejím ztrátovým výkonem počítat.

Opět provedeme linearizaci výstupních charakteristik



Postup linearizace je naprosto totožný s předchozím postupem v případě tranzistoru.

Obr. 4.7. – Linearizace výstupních charakteristik diody

Tak jako v předchozím případě, určíme z graficky vyjádřených hodnot, hodnotu diferenciálního odporu R_V .

$$R_V = \frac{\Delta U_V}{\Delta I_V} = \frac{0.16}{90} = 1.77 \text{ m}\Omega$$

Hodnota prahového napětí je v tomto případě $U_{T0} = 0.8$ V.

Dosazením do rovnice a výpočtem, za podmínek původních předpokladů, dostaneme očekávaný výsledek ztrátového výkonu propustným proudem u komutační diody. Při tomto výpočtu je nutno upravit činitel zatěživatele tak, že bude pro změnu ctít hodnotu T_2 .

$$P_{fw} = (1 - z)(U_{T0} + IR_V)I$$

4.8.2. Spínací ztráty

Nyní je třeba se zaměřit na ztráty spínací, tedy na ztráty dynamické, způsobené nenulovou dobou otevírání a uzavírání spínacích prvků.

Pro jejich určení je třeba znát časovou prodlevu při spínání (t_{on}) a taktéž časovou prodlevu při vypínání (t_{off}) spínacího prvku. Ztrátová energie se potom počítá ze vztahů:

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} i_V u_V dt$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} i_V u_V dt$$

Pro zrychlení práce konstruktérů jsou již tyto energeticky vyjádřené ztráty obsaženy v katalogových informacích a to pro určité hodnoty proudů a napětí popsané u názvu hodnot ztrátových energií. V případě, že spínací prvek zatěžujeme výrazně jinými hodnotami proudů a napětí, lze si energetickou hodnotu ztrát odečíst z grafu obsaženého v katalogových údajích k prvku.

V našem případě toto není nutné jelikož jsou tyto energetické hodnoty popsány pro proud 200 A a napětí 300 V při teplotě přechodu 125 °C.

Co se týká tranzistoru, tak jsou zde uvedeny hodnoty:

$$E_{on} = 4.6 \text{ mJ} \quad (I_C = 200 \text{ A}, V_{CC} = 300 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_G = 1.5 \Omega, T_{vj} = 125 \text{ °C}, L_\sigma = 15 \text{ nH})$$

$$E_{off} = 6.3 \text{ mJ} \quad (I_C = 200 \text{ A}, V_{CC} = 300 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_G = 1.5 \Omega, T_{vj} = 125 \text{ °C}, L_\sigma = 15 \text{ nH})$$

U diody je uvedena pouze jedna a to ztráta energie ze závěrného zotavení

$$E_{rec} = 4.1 \text{ mJ}$$

Spínací ztráta u tranzistoru bude potom

$$P_{sw(IGBT)} = f(E_{on} + E_{off})$$

A zotavovací ztráta komutační diody je

$$P_{sw(D)} = fE_{rec}$$

Po doplnění do příslušného vzorce a výpočtu získáme hodnotu spínacích ztrát

$$P_{sw(IGBT)} = 300 \times (0.0046 + 0.0063) = 3.27 \text{ W}$$

$$P_{sw(D)} = 300 \times 0.0041 = 1.23 \text{ W}$$

Při výpočtu byl zcela zanedbán vliv skutečného proudu protékajícího prvkem. Hodnoty spínacích ztrát by v tomto případě byly přibližně poloviční (maximální proud bude omezen na 100 A). I za těchto podmínek je vidět, že spínací ztráty jako takové jsou takřka zanedbatelné. Toto je dáno v podstatě velmi nízkým použitým spínacím kmitočtem, který je ovšem pro daný účel naprosto dostačující. V případě užití vyšších spínacích kmitočtů (desítky kHz) by se již musely uvažovat v kontextu skutečných spínaných proudů.

Spočetl jsem hodnoty zatěžovatelů pro patnáct úrovní výstupního napětí a seřadil je do tabulek ztrátových výkonů pro tranzistor a pro diodu. Spínací ztráty jsem pro jednoduchost zanechal na extrémní úrovni, dle hodnot uvedených v katalogu.

Ztrátové výkony tranzistoru v režimu PWM pro postupně vrůstající zatěžovatel

U_n [V]	300
$U_{T0(T)}$ [V]	1,15
$R_{v(T)}$ [Ω]	0,005

U [V]	$Z_{(T)}$	I [A]	$P_{fw(T)}$ [A]	$P_{sw(T)}$ [W]	$P_{tot(T)}$ [W]
10	0,03	7,41	0,29	3,27	3,56
20	0,07	14,81	1,21	3,27	4,48
30	0,10	22,22	2,80	3,27	6,07
40	0,13	29,63	5,13	3,27	8,40
50	0,17	37,04	8,24	3,27	11,51
60	0,20	44,44	12,20	3,27	15,47
70	0,23	51,85	17,05	3,27	20,32
80	0,27	59,26	22,86	3,27	26,13
90	0,30	66,67	29,67	3,27	32,94
100	0,33	74,07	37,54	3,27	40,81
110	0,37	81,48	46,53	3,27	49,80
120	0,40	88,89	56,69	3,27	59,96
130	0,43	96,30	68,08	3,27	71,35
140	0,47	103,70	80,75	3,27	84,02
150	0,50	111,11	94,75	3,27	98,02

Ztrátové výkony diody v komutačním režimu pro postupně vrůstající zatěživatel tranzistoru

U_n [V]	300
$U_{T0(D)}$ [V]	0,8
$R_{v(D)}$ [Ω]	0,00177

U [V]	$Z_{(D)}$	I [A]	$P_{fw(D)}$ [W]	$P_{sw(D)}$ [W]	$P_{tot(D)}$ [W]
10	0,97	7,41	5,82	1,23	7,05
20	0,93	14,81	11,42	1,23	12,65
30	0,90	22,22	16,79	1,23	18,02
40	0,87	29,63	21,89	1,23	23,12
50	0,83	37,04	26,71	1,23	27,94
60	0,80	44,44	31,24	1,23	32,47
70	0,77	51,85	35,45	1,23	36,68
80	0,73	59,26	39,32	1,23	40,55
90	0,70	66,67	42,84	1,23	44,07
100	0,67	74,07	45,98	1,23	47,21
110	0,63	81,48	48,73	1,23	49,96
120	0,60	88,89	51,06	1,23	52,29
130	0,57	96,30	52,96	1,23	54,19
140	0,53	103,70	54,40	1,23	55,63
150	0,50	111,11	55,37	1,23	56,60

Pro výpočet je nutné uvažovat zatěživatel dle T_2 to znamená, že zatěživatel diody se vypočte ze zatěživatele tranzistoru jako $z_{(D)} = I - z$.

Výsledná celková maximální ztráta jak propustným proudem, tak ztráta spínací je ve své podstatě dílčím součtem zmíněných maximálních ztrát jednotlivých čipů.

$$P_{tot(T)} = P_{fw} + P_{sw} = 94.75 + 3.27 = 98.02 \cong 98 \text{ W}$$

$$P_{tot(D)} = P_{fw} + P_{sw} = 55.37 + 1.23 = 56.60 \cong 57 \text{ W}$$

Součet ztrátových výkonů tranzistoru a diody v rámci jednoho modulu

U [V]	z	I [A]	P _{tot(T)} [W]	P _{tot(D)} [W]	P _{tot(T+D)} [W]
10	0,03	7,41	3,56	7,05	10,62
20	0,07	14,81	4,48	12,65	17,13
30	0,10	22,22	6,07	18,02	24,09
40	0,13	29,63	8,40	23,12	31,52
50	0,17	37,04	11,51	27,94	39,46
60	0,20	44,44	15,47	32,47	47,94
70	0,23	51,85	20,32	36,68	57,00
80	0,27	59,26	26,13	40,55	66,68
90	0,30	66,67	32,94	44,07	77,01
100	0,33	74,07	40,81	47,21	88,02
110	0,37	81,48	49,80	49,96	99,76
120	0,40	88,89	59,96	52,29	112,25
130	0,43	96,30	71,35	54,19	125,53
140	0,47	103,70	84,02	55,63	139,65
150	0,50	111,11	98,02	56,60	154,62

$$P_{tot(T+D)} = P_{tot(T)} + P_{tot(D)} = 98.02 + 56.60 = 154.62 \cong 155 \text{ W}$$

Celková ztráta pouzdra IGBT modulu je tedy **155 W**.

4.8.3. Výpočet potřebného chlazení modulu

Potřebné chlazení se vypočte metodou ekvivalentního tepelného odporu. To znamená, že s jednotlivými přechodovými tepelnými odpory budeme nakládat jako s odpory elektrickými, řazenými do sériového spojení.

Nejdříve je nutné zjistit základní parametry modulu, který je potřeba odchladit. Tyto hodnoty jsou dostupné většinou na stránkách výrobce, popřípadě jsou zjistitelné u dodavatele součásti. V našem případě máme tyto informace k dispozici ve formě *datasheet* (katalogových listů) stažených z internetových stránek výrobce modulu.

Základní parametry co do chlazení tedy jsou:

- Tepelný odpor mezi přechodem (*junction*) a pouzdrem (*case*) tranzistoru – $R_{thj-c(T)}$ - 0.17 K/W
- Tepelný odpor mezi přechodem (*junction*) a pouzdrem (*case*) diody – $R_{thj-c(D)}$ - 0.29 K/W
- Tepelný odpor mezi pouzdrem (*case*) a chladičem (*heatsink*) – R_{thc-h} - 0.02 K/W
- Maximální teplota přechodu – T_{vj} - 150 °C
- Pracovní teplota přechodu – T_{op} - 125 °C

Nejprve vypočítáme rozdíl teplot mezi polovodičovými přechody a pouzdrem modulu

$$T_{j-c(T)} = R_{thj-c(T)} P_{tot(T)} = 0.17 \times 98 = 16.66 \cong 17 \text{ K}$$

$$T_{j-c(D)} = R_{thj-c(D)} P_{tot(D)} = 0.29 \times 57 = 16.53 \cong 17 \text{ K}$$

Zjistili jsme, že rozdíl teplot mezi přechodem a pouzdrem modulu je takřka stejný a to 17 K.

Nyní je třeba spočítat rozdíl teploty mezi pouzdrem a chladičem, ale ztrátový výkon již budeme uvažovat celkový, tedy součet ztrátových výkonů za diodu i za tranzistor, jelikož jsou vyrobeny v rámci jednoho modulu a odvod tepla musí být zajištěn současně.

$$T_{c-h} = R_{thc-h} T_{tot} = 0.02 \times 155 = 3.1 \text{ K}$$

Dále vypočteme tepelný spád mezi chladičem a okolím (*area*). Zadavatelem je stanovená teplota okolí na 70 °C. Toto lze vypočítat z rozdílu zadané teploty okolí a součtu přechodových teplot T_{j-c} a T_{c-h} .

$$T_{h-a} = T_{j-a} - (T_{j-c} + T_{c-h}) = 45 - (17 + 3.1) = 24.9 \cong 24 \text{ K}$$

Nyní již můžeme přikročit k výpočtu tepelného odporu chladiče. Tento lze vypočítat z jeho tepelného spádu a celkového odchlazovaného výkonu.

$$R_{thh-a} = \frac{T_{h-a}}{P_{tot}} = \frac{24}{155} = 0.1548 \cong 0.15 \text{ K/W}$$

Když známe tepelný odpor chladiče, je možno vybrat z katalogu chladičích profilů ten, který bude splňovat daný parametr. Z katalogu firmy **FISCHER ELEKTRONIK součástkový distributor s.r.o.** jsem vybral chladič s označením LA 15 300 24, který má základní rozměry 240 x 300 x 120 mm s tepelným spádem 0.04 K/W (Při definované ventilaci z katalogových údajů, vychází tepelný spád takřka 0.03 K/W, ale počítáme-li s částečným zanesením chladiče, bude se tato rezerva hodit). K chladiči ještě přísluší dva ventilátory s rozměry 119 x 119 x 38. Průtok chladičeho vzduchu je 2 x 237 m³/h. Na tomto chladiči je možné, díky jeho tepelnému spádu chladit oba IGBT moduly současně.

Je vhodné zpětně přepočítat teploty od chladiče k čipům, pro ověření správnosti návrhu chladiče z hlediska nejvyšší pracovní teploty polovodičového čipu.

$$T_{h-a(skut)} = R_{thh-a} T_{tot} = 0.04 \times 320 = 12.8 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_h = T_a + T_{h-a} = 70 + 12.8 = 82.8 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_c = T_h + T_{c-h} = 82.8 + 5.4 = 88.2 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j(T)} = T_c + T_{j-c(T)} = 88.2 + 17 = 105.2 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j(D)} = T_c + T_{j-c(D)} = 88.2 + 17 = 105.2 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Maximální teplota přechodu po kontrolním přepočtu zůstává v mezích možné pracovní teploty polovodičového přechodu stanoveného katalogovým listem.

5. Zhodnocení – srovnání vlastností stávajícího a navrhovaného řešení

Účelem náhrady budicího měniče Batyr je zabezpečení změny smyslu buzení bez dalších kontaktních prvků, možnost rychlého odbuzení v případě potřeby, snížení zvlnění budicího proudu, možnost preciznější regulace buzení, možnost zabezpečení nestejného budicího proudu, tedy buzení na míru pro každou motorovou skupinu zvlášť a v neposlední řadě bude zajištěna možnost nabuzení elektrodynamické brzdy i v nepřítomnosti trolejového napájení.

Zvláště poslední jmenovaná vlastnost přináší asi největší přidanou hodnotu. Tou je již zmiňovaná možnost buzení elektrodynamické brzdy v nepřítomnosti trolejového napájení. Tato vlastnost souvisí s možností započitatelnosti elektrodynamické brzdy do výměry celkového brzdového procenta.

Otázka započitatelnosti elektrodynamické brzdy u lokomotiv se skloňuje již několik posledních let a to z důvodu nutnosti snižování stanovené rychlosti vlaku. Tento problém se vyskytuje zejména u vlaků osobní dopravy, kdy vlivem nemožnosti započítat mohutnost brzdění (brzdovou váhu) EDB a následném výpočtu skutečného brzdového procenta vlaku podle vzorce

$$\text{skutečné brzdící procento} = \frac{\text{součet brzdících vah účinkujících brzd}}{\text{celková hmotnost vlaku}} \times 100$$

vypočteme nižší brzdící procento, než které je zadáno tabelárním jízdním řádem pro daný úsek trati. Ač lokomotivy těchto řad mají k dispozici již z výroby velice účinnou elektrodynamickou brzdu, včetně jistého systému součinnosti brzd (EDB a pneumatické), není možné tuto brzdu započítat do výměry brzdových vah (P+E, R+E).

Stav kdy je elektrodynamická brzda započitatelná do výměry brzdového procenta je definován více body, ale nám jde o ten, kdy tento způsob brzdění a jeho funkce (to je pomocí trakčních motorů, zapojených jako cize buzená dynamo) vyrábět elektrický proud díky kinetické energii pohybující se hmoty (vlaku). U většiny dnes provozovaných lokomotiv tato brzda započitatelná není a to na příklad díky chybějícímu účinnému systému součinnosti různých typů brzdových systémů (průběžná brzda samočinná, doplňková brzda, parkovací brzda, elektrodynamická brzda). V případě využití zmíněného systému součinnosti brzd sice nic nebrání započítání brzdové váhy elektrodynamické brzdy do brzdové váhy lokomotivy, ale je nutno splnit ještě jedno kritérium a to je zajistit a zabezpečit správnou funkci elektrodynamické brzdy a její plný výkon i v případě přerušení nebo i úplné ztráty trolejového napájení. To znamená, že tato elektrodynamická brzda se musí být schopná se nabudit a aktivovat třeba i z lokomotivní baterie. Výkon elektrodynamické brzdy musí zůstat prakticky nezávislý na kolísání napětí a kmitočtu v trakčním vedení nebo jakéhokoli jiného zdroje energie přicházejícího do hry při brzdění. Více o podmínkách započitatelnosti elektrodynamické brzdy stanoví [6].

Tato problematika je z pohledu možného buzení elektrodynamické brzdy vlastně vyřešená díky instalaci nově navrhovanému měniči, jehož blokové schéma je vyobrazeno na obr. 4.1. Na tomto obrázku je patrné, že napájení měniče může být zajištěno až ze třech zdrojů. Jako primární zdroj je zde využito trolejové napětí. V případě jeho výpadku a požadavku na elektrodynamickou brzdu, je možno napájet budicí měnič z lokomotivní baterie a to jen po nezbytně nutnou dobu, než dojde k nabuzení trakčních motorů a tedy k naindukování napětí na jejich kotvách. Toto napětí je přivedeno na brzdové odporníky a z nich je zpětně napájen primární měnič viz. obr. 4.1.

Oproti tomu má stávající měnič řadu nevýhod. Je to jednokvadrantový zdroj, to znamená, že je schopen dodávat napětí a proud pouze v jedné polaritě.

Toto samo o sobě značí, že na banální požadavek, jako je změna směru jízdy je třeba používat dalších technických prostředků, v našem případě mechanický přepojovač smyslu buzení. Rychlé odbuzení je taktéž neproveditelné. Největším problémem se stávajícím měničem je to, že je konstruován pro napájení pouze přímo z trolejového napětí, prostřednictvím kapacitního děliče, a není proto schopen ani krátkodobého provozu z lokomotivní baterie v případě ztráty trolejového napájení. Tím je dáno, že tento zdroj budícího proudu defakto znemožňuje započítání výkonu elektrodynamické brzdy do výměry skutečného celkového brzdícího procenta.

6. Závěr

Z mého pohledu byla tato práce velkým přínosem, protože jsem si mohl ověřit znalosti z dosavadního studia praktickými výpočty nejruznějších neznámých veličin, potřebných k praktickému návrhu měniče.

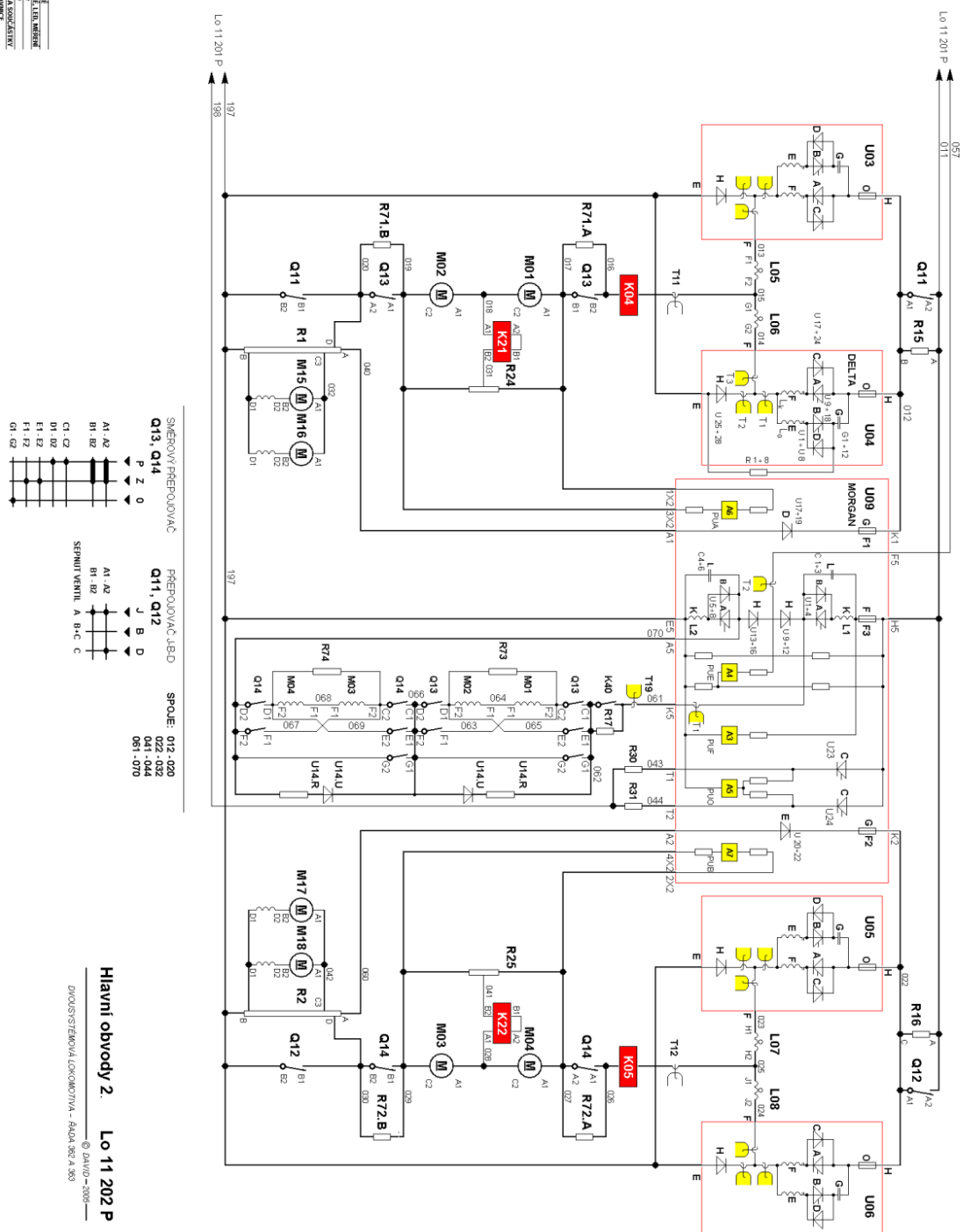
Pevně věřím, že tento projekt bude realizován a já si tedy budu moci ověřit všechny tyto své výsledky výpočtů i v praktickém pojetí. Velmi zajímavé bude potom ožívování a vlastně postupné ověřování všech dílčích výsledků návrhu. Samostatnou kapitolou bude potom konstrukční řešení v návaznosti na původní zástavbu původního budícího měniče, který má jak jsem již zmínil zcela odlišnou konstrukci.

V rámci této práce není řešení snižujícího měniče 3000/300, který bude řešen jako samostatný projekt, na který jsem si, vlivem nutnosti použití vysokonapěťových prvků v kombinaci s mojí malou zkušeností v této technice, netroufnul.

7. Seznam použité literatury

- [1] Neborák Ivo: Mechatronické systémy, skriptum VSB-TUO – v elektronické podobě, Ostrava 2009
- [2] <http://www.spse.dobruska.cz/download/ss.pdf>
- [3] Technická dokumentace k 69 E 0-5, Škoda Plzeň, Plzeň 1991
- [4] Vondrášek František: Měniče s vlastní komutací a bez komutace, Západočeská univerzita v Plzni, 2.rozšířené vydání, Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X
- [5] Vondrášek F., Langhammer J., Peroutka A., Měsíček J., Molnár J.: Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati, 1. vydání, Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň 2008, ISBN 978-80-7043-653-0
- [6] Norma UIC 544-2

I – Schéma trakčního obvodu lokomotivy 362/363



II – Schéma vn vstupních obvodů lokomotivy 362/363

